

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2005年9月1日 (01.09.2005)

PCT

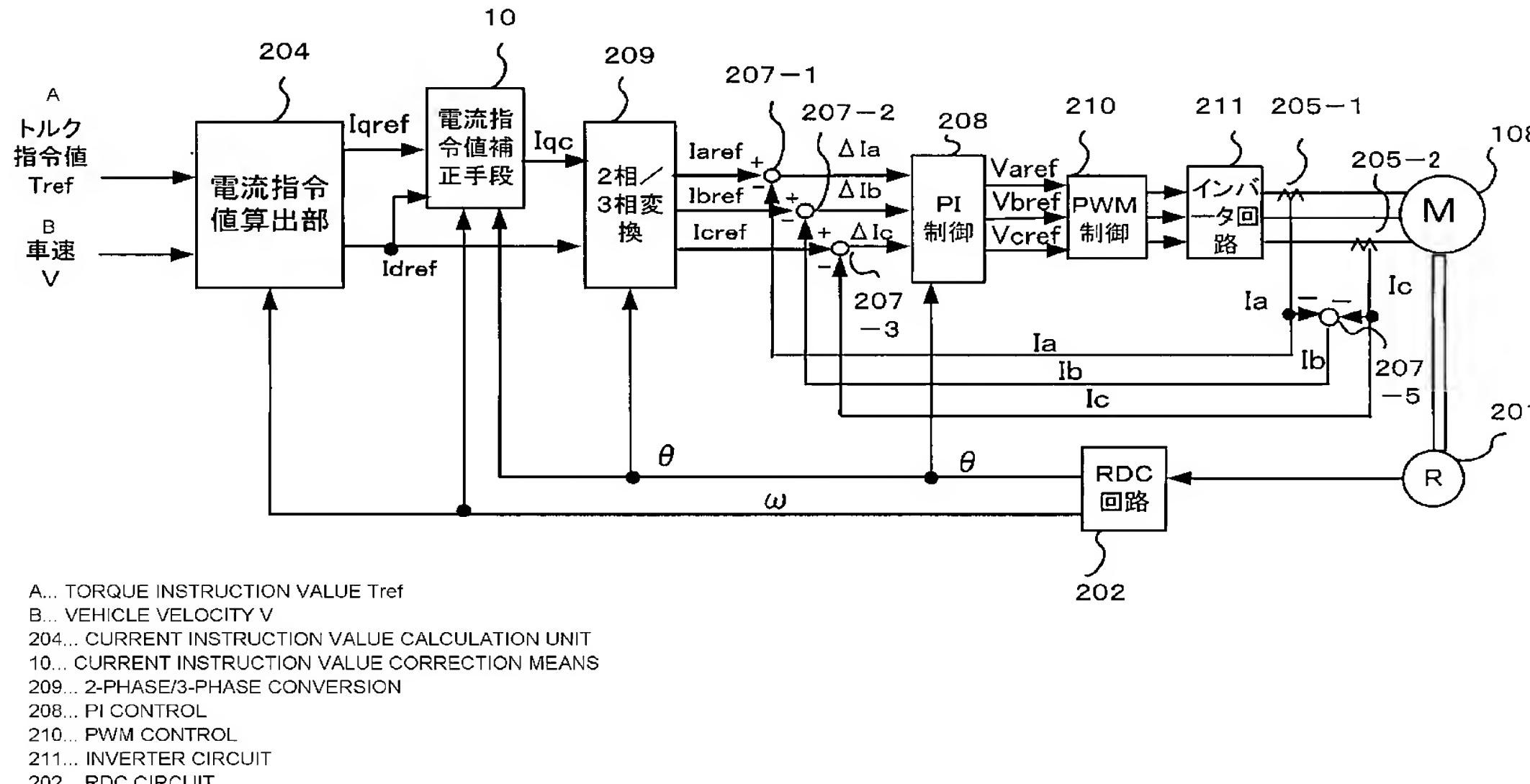
(10) 国際公開番号  
WO 2005/081397 A1

- (51) 国際特許分類<sup>7</sup>: H02P 21/00
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2005/003228
- (22) 国際出願日: 2005年2月21日 (21.02.2005)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願2004-046798 2004年2月23日 (23.02.2004) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 日本精工株式会社 (NSK LTD.) [JP/JP]; 〒1418560 東京都品川区大崎1丁目6番3号 Tokyo (JP). NSKステアリングシステムズ株式会社内 Gunma (JP).
- (72) 発明者; および  
(75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 小林秀行 (KOBAYASHI, Hideyuki) [JP/JP]; 〒3710845 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内 Gunma (JP).
- (74) 代理人: 安形雄三 (AGATA, Yuzo); 〒1070052 東京都港区赤坂2丁目13番5号 Tokyo (JP).
- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU,

[続葉有]

(54) Title: MOTOR-DRIVEN POWER STEERING DEVICE CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: 電動パワーステアリング装置の制御装置



(57) Abstract: There is provided a motor-driven power steering device control device for suppressing motor vibration and noise caused by the torque ripple occurring when the motor is subjected to field-weakening control or based on the motor circulating current. For this, by actually measuring the relationship between the basic correction current and the rotor position capable of suppressing the torque ripple generated when the field-weakening control is executed or the torque ripple based on the motor circulating current, the basic correction current is adjusted by considering the field-weakening current intensity, the rotor angular velocity, or the electric angle of the circulating current. The adjusted correction current is added to the original current instruction value to control the motor output torque.

(57) 要約: 本発明は、モータに対し弱め界磁制御を実行したときや、モータ循環電流に基づくトルクリップルによって引き起こされるモータ振動、騒音を抑制する電動パワーステアリング装置の制御装置を提供する。そのため、弱め界磁制御を実行したときに発

[続葉有]

WO 2005/081397 A1



ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU,

IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:  
— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

## 明細書

## 電動パワーステアリング装置の制御装置

## 5 技術分野

本発明は電動パワーステアリング装置の制御装置に関し、特に弱め界磁制御を実行する場合や、モータ循環電流に基づくモータ出力のトルクリップルを抑制した電動パワーステアリング装置の制御装置に関する。

## 10 背景技術

自動車のステアリング装置をモータの回転力で補助力を付与する電動パワーステアリング装置は、モータの駆動力を減速機を介してギア又はベルト等の伝達機構により、ステアリングシャフト或いはラック軸に補助力を付与するようになっている。このような電動パワーステアリング装置の一般的な構成を、第1図を参照して説明する。

操向ハンドル101のコラム軸102は減速ギア103、ユニバーサルジョイント104a及び104b、ピニオンラック機構105を経て操向車輪のタイロッド106に結合されている。コラム軸102には、操向ハンドル101の操舵トルクを検出するトルクセンサ107が設けられており、操向ハンドル101の操舵力を補助するモータ108が、減速ギア103を介してコラム軸102に連結されている。

このような電動パワーステアリング装置の制御装置について、第2図を参照して説明する。この制御装置の制御方式は、一例として、フィードバック制御とベクトル制御を用いた3相モータ制御になっている。

25 まず、トルクセンサ107で検出されて入力される操舵トルク $T_{ref}$ と、車速センサ（図示せず）で検出された車速 $V$ と、後述するロータ

位置  $\theta$  及びロータの角速度  $\omega$  とが電流指令値算出部 204 に入力されて、主にモータ 108 の出力トルクを制御する q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  と、主にモータ 108 の界磁を制御する d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  とが算出される。

一方、フィードバック制御を実行するために、各相のモータ電流  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  を検出する必要がある。まず、a 相電流  $I_a$  及び c 相電流  $I_c$  をそれぞれ検出するために、電流検出器 205-1 及び 205-2 がインバータ回路 211 とモータ 108 との間の配線に配置され、電流  $I_a$  及び  $I_c$  を検出している。そして、b 相電流  $I_b$  は、 $I_a + I_b + I_c = 0$  の関係を利用して、検出された電流  $I_a$  及び  $I_c$  と減算部 207-5 によって、 $I_b = -(I_a + I_c)$  として算出される。

さらに、モータ 108 を制御するために、モータ 108 のロータ位置  $\theta$  及びロータの角速度  $\omega$  を検出するために、レゾルバ 201 がモータ 108 に結合され、レゾルバ 201 の出力信号からロータ位置  $\theta$  及びロータの角速度  $\omega$  を検出するレゾルバデジタル変換回路（以下、「RDC 回路」と記す）202 が配されている。

検出された各相モータ電流  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  を、ベクトル制御に合わせて d 軸電流  $I_d$  及び q 軸電流  $I_q$  に変換する必要がある。3 相 / 2 相変換部 206 において、RDC 回路 202 の出力であるロータ位置  $\theta$  及び検出された各相モータ電流  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  を入力として、d 軸電流  $I_d$  及び q 軸電流  $I_q$  に変換され出力される。

そして、上述した q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  及び d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  と、変換された q 軸電流  $I_q$  及び d 軸電流  $I_d$  とのそれぞれの偏差  $\Delta I_q$  及び  $\Delta I_d$  が、減算部 207-1 及び 207-2 において算出される。偏差  $\Delta I_q$  及び  $\Delta I_d$  は、比例積分制御部（P/I 制御部）208 に入力され、電圧指令値  $V_{q\text{ref}}$  及び  $V_{d\text{ref}}$  が output される。実

際のモータ 108 は 3 相モータであるため、d 軸及び q 軸で表現された電圧指令値  $V_{d\text{ref}}$  及び  $V_{q\text{ref}}$  から 3 相電圧指令値  $V_{a\text{ref}}$ ,  $V_{b\text{ref}}$ ,  $V_{c\text{ref}}$  を算出する必要がある。このため、d 軸電圧指令値  $V_{d\text{ref}}$  及び q 軸電圧指令値  $V_{q\text{ref}}$  と、RDC 回路 202 の出力であるロータ位置  $\theta$  とを入力として、2 相／3 相変換部 209 において電圧指令値  $V_{a\text{ref}}$ ,  $V_{b\text{ref}}$ ,  $V_{c\text{ref}}$  が算出される。

一例としてモータ 108 を駆動するインバータ回路 211 が PWM 制御されている場合、各相電圧指令値  $V_{a\text{ref}}$ ,  $V_{b\text{ref}}$ ,  $V_{c\text{ref}}$  を入力として PWM 制御部 210 において各相 PWM 制御信号が出力され、インバータ 211 はこれら各相 PWM 制御信号によって PWM 制御される。

以上説明した制御方式が、d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  及び q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  を用いたベクトル制御である。ここで、主に、モータ 108 の出力トルクの指令する電流指令値は q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  であり、d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  はモータ出力に限度があるため、主にモータが高速回転になった時に弱め界磁制御を実行する場合に利用される。よって、d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  は、出力トルクとロータの角速度  $\omega$  がモータ出力の限度内であれば通常は出力されず、つまり  $I_{d\text{ref}} = 0$  である。しかし、高速回転になってモータ出力の限度に達すると、弱め界磁制御を実行する必要があり、d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  が零ではなく、必要な値が出力される。

上述した d 軸電流制御が一般的な使用態様であるが、その他に、特開 2000-1847663 A (特許文献 1) や特開 2000-184773 A (特許文献 2) においては、通電電流による温度上昇によってモータ出力が低下することを防止するために、温度を考慮した d 軸電流指令値を算出して出力低下の防止を図っている。また、特許第 343

3701 B2 (特許文献3)においては、モータの出力トルクに発生する脈動トルクを抑制するために、車速V、角速度 $\omega$ 、ロータ位置 $\theta$ などを用いてq軸電流指令値に補正をかけ、補正後のq軸電流指令値でモータを制御している。

5 ところで、上述したベクトル制御を用いたモータ制御においては、高速回転時などに弱め界磁制御を実行する場合、即ちd軸電流指令値 $I_{dref} = 0$ ではない場合、モータが振動して、騒音を発生する問題がある。その原因は、モータ巻線の抵抗やインダクタンスが各相毎に均一ではなくバラツキがあり、また、モータコアのスロット毎のバラツキもあるために、弱め界磁制御を実行するとトルクリップルが発生し、モータが振動して騒音を発生すると考えられている。  
10

また、第3図で示すようなデルタ結線式の3相ブラシレスモータでは、モータ巻線の抵抗やインダクタンスのバラツキや、逆起電圧に含まれる3次高調波によって循環電流 $i_c$ が発生する。かかる循環電流 $i_c$ はトルクリップルを発生させるため、音や振動の原因となる。  
15

特許文献1や特許文献2が開示する対策は、温度上昇によって発生する出力低下を防止するためのもので、上述したモータ振動、騒音を改善するものではない。また、特許文献3が開示する対策は、弱め界磁制御を実行した場合に発生するモータ振動、騒音を防止するためのものではなく、ハンドルの操作フィーリングが鋭敏に感じる感応領域での脈動トルクを抑制して操舵フィーリングの悪化を防ぐためのものである。上述したベクトル制御を用いたモータ制御においては、高速回転時などに弱め界磁制御を実行する場合、即ちd軸電流指令値 $I_{dref} = 0$ ではない場合、モータが振動して、騒音を発生する問題がある。  
20

25 また、デルタ結線式の3相ブラシレスモータでは、モータの循環電流 $i_c$ によるトルクリップルでモータが振動して騒音を発生してしまう問

題がある。

本発明は上述のような事情からなされたものであり、本発明の目的は、弱め界磁制御を実行した場合に発生するモータのトルクリップル、若しくはモータ循環電流に基づくモータのトルクリップルによるモータの振動、騒音の発生を防止する電動パワーステアリング装置の制御装置を提供することにある。  
5

### 発明の開示

本発明は、車両の操舵系に操舵補助力を付与するモータと、前記モータの出力トルクを制御する  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  及び前記モータの界磁を制御する  $d$  軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  を算出する電流指令値算出手段とを備えた電動パワーステアリング装置の制御装置に関し、本発明の上記目的は、前記モータのロータ位置  $\theta$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出する電流指令値補正手段を設け、前記補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  に基いて前記モータを制御することにより達成される。  
10  
15

また、本発明の上記目的は、前記電流指令値補正手段で、前記モータのロータ位置  $\theta$  及び前記ロータの角速度  $\omega$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出することにより、或いは前記モータのロータ位置  $\theta$  及び前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出することにより、或いは前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流  $I_c$  を前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に加算して補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出することにより、より効果的に達成される。  
20  
25

速度  $\omega$  によって決定される係数  $K_w$  を乗じた補償電流値 ( $K_w \cdot K_d \cdot I_c$ ) を前記 q 軸電流指令値  $I_{q\_r\ e\ f}$  に加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{q\_c}$  を算出することにより、或いは前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流  $I_c$  に前記 q 軸電流指令値  $I_{q\_r\ e\ f}$  によって決定される係数  $K_q$  を乗じた補償電流値 ( $K_q \cdot K_d \cdot I_c$ ) を前記 q 軸電流指令値  $I_{q\_r\ e\ f}$  に加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{q\_c}$  を算出することにより、より効果的に達成される。

更にまた、本発明の上記目的は、前記電流指令値補正手段を、前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流  $I_c$  を出力する基本補正電流算出手段と、前記 q 軸電流指令値  $I_{q\_r\ e\ f}$  の符号を判定して出力する符号化手段と、前記基本補正電流  $I_c$  及び前記符号化手段からの信号を乗じて前記 q 軸電流指令値  $I_{q\_r\ e\ f}$  に加算する第 1 乗算部とで構成することにより、或いは前記ロータの角速度  $\omega$  に基づいた係数  $K_w$  を算出する係数算出手段と、前記基本補正電流  $I_c$  に前記係数  $K_\omega$  を乗じるた第 2 乗算部とを設け、前記第 2 乗算部の出力 ( $K_\omega \cdot I_c$ ) を前記第 1 乗算部に入力することにより、或いは前記角速度  $\omega$  を進角する進角部と、前記進角部で進角された角速度を前記ロータ位置  $\theta$  に加算する加算手段とを設け、前記加算手段の出力を前記基本補正電流算出手段に入力することにより、より効果的に達成される。

また、本発明は、車両の操舵系に操舵補助力を付与するモータと、前記モータの出力トルクを制御する q 軸電流指令値  $I_{q\_r\ e\ f}$  及び前記モータの界磁を制御する d 軸電流指令値  $I_{d\_r\ e\ f}$  を算出する電流指令値算出手段とを備えた電動パワーステアリング装置の制御装置に関し、本発明の上記目的は、前記モータのロータ位置  $\theta$  及び前記 d 軸電流指令値  $I_{d\_r\ e\ f}$  に基いて前記 q 軸電流指令値  $I_{q\_r\ e\ f}$  を補正した補正 q 軸電流指令値  $I_{q\_c}$  を算出する電流指令値補正手段を設け、前記補正 q 軸

電流指令値  $I_{q\ c}$  に基いて前記モータを制御することにより達成される。

#### 図面の簡単な説明

第 1 図は、一般的な電動パワーステアリング装置の構成図である。

5 第 2 図は、電動パワーステアリング装置における従来のベクトル制御系の一例を示すブロック構成図である。

第 3 図は、デルタ結線式モータにおける循環電流の様子を示す図である。

第 4 図は、本発明を適用した制御装置の構成例（弱め界磁制御）を示すブロック構成図である。

第 5 図は、本発明の電流指令値補正手段（弱め界磁制御）の一例を示すブロック構成図である。

第 6 図は、本発明の角速度を考慮した電流指令値補正手段（弱め界磁制御）の一例を示すブロック構成図である。

15 第 7 図は、本発明の  $q$  軸電流指令値の大きさを考慮した電流指令値補正手段の一例を示すブロック構成図である。

第 8 図は、本発明を従来のベクトル制御系に適用した装置例を示すブロック構成図である。

第 9 は、本発明の電流指令値補正手段（循環電流）の一例を示すブロ  
20 ック構成図である。

第 10 は、電流指令値補正手段（循環電流）の具体例を示すブロック構成図である。

#### 発明を実施するための最良の形態

25 本発明の基本的な考えは、下記の通りである。

先ず弱め界磁制御を実行した場合、ロータ位置  $\theta$  と発生するトルクリ

ップルの波形の関係はモータの特性によって決まっているので、ロータ位置  $\theta$  に対して当該トルクリップルを打ち消す基本の補正電流  $I_c$  を予め決定しておく。また、トルクリップルの大きさは、弱め界磁が強いほど、即ち  $d$  軸電流指令値が大きいほど大きくなるので、基本の補正電流 5  $I_c$  に  $d$  軸電流指令値の大きさに応じた係数  $K_d$  を、基本の補正電流  $I_c$  に乗じた補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) を  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に加算して、最終的な  $q$  軸電流指令値である補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出する。

また、デルタ結線式モータでは逆起電圧に含まれる 3 次高調波によって循環電流が発生し、循環電流はトルクリップルを発生させるため、補正する必要がある。本発明では、循環電流の大きさ（振幅）が角速度  $\omega$  の関数になっていることに着目し、角速度  $\omega$  に補正係数を乗じて電流指令値に同方向に加算する。

## 15 [実施例 1]

上述の考えに基づいて、本発明の実施例 1 について第 4 図及び第 5 図を参照して説明する。第 4 図は、本発明の要部である電流指令値補正手段 10 を含む電動パワーステアリング装置の全体構成を示しており、第 5 図は、本発明の要部である電流指令値補正手段 10 の詳細を示すプロ 20 ック図である。

本実施例 1 で用いるベクトル制御は、上述した従来のベクトル制御と異なり、電流指令値を算出するまでベクトル制御を使用して、 $d$  軸電流指令値や  $q$  軸電流指令値が決定された後は各相電流指令値に換算し、その後は各相のモータ電流をフィードバック制御する制御方式を探っており、疑似ベクトル制御（以下、「PVC 制御」と記す）と呼んでいる。なお。本発明は、PVC 制御系に適用できるだけでなく、従来のベクト

ル制御系にも適用できる。

まず、第4図を参照して、PVC制御の構成と動作について説明して、その後で第5図を参照して、電流指令値補正手段10の構成及び動作の詳細を説明する。なお、既に使用した符号と同一符号のものは、同一の機能を有する。

トルクセンサ107で検出されて入力される操舵トルク $T_{ref}$ と、車速センサ（図示せず）で検出された車速 $V$ と、ロータ位置 $\theta$ 及びロータの角速度 $\omega$ とが電流指令値算出部204に入力され、主にモータ108の出力トルクを制御するq軸電流指令値 $I_{qref}$ と、主にモータ108の界磁を制御するd軸電流指令値 $I_{dref}$ とが算出される。そして、q軸電流指令値 $I_{qref}$ は電流指令値補正手段10に入力され、補正された後に補正q軸電流指令値 $I_{qc}$ を出力する。なお、PCVC制御の全体を先に説明し、電流指令値補正手段10の構成と動作は後で第5図を参照して詳細に説明する。

一方、フィードバック制御を実行するために各相モータ電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ を検出する必要がある。まず、a相電流 $I_a$ 及びc相電流 $I_c$ をそれぞれ検出するために、電流検出器205-1及び205-2がインバータ回路211とモータ108との間の配線に配置され、電流 $I_a$ 及び $I_c$ を検出している。さらに、b相電流 $I_b$ は $I_a + I_b + I_c = 0$ の関係を利用して、検出された電流 $I_a$ 及び $I_c$ と減算部207-5とによって、 $I_b = -(I_a + I_c)$ として算出される。

さらに、モータ108を制御するために、モータ108のロータ位置 $\theta$ 及びロータの角速度 $\omega$ を検出するレゾルバ201がモータ108に配され、レゾルバ201の出力信号からロータ位置 $\theta$ 及びロータの角速度 $\omega$ を検出するRDC回路202が配されている。

電流指令値補正手段10の出力である補正q軸電流指令値 $I_{qc}$ 及び

d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  と、各相のモータ電流  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  とのそれぞれの偏差  $\Delta I_a$ ,  $\Delta I_b$ ,  $\Delta I_c$  が、減算部 207-1, 207-2, 207-3において算出される。偏差  $\Delta I_a$ ,  $\Delta I_b$ ,  $\Delta I_c$  は  
5 P I 制御部 208 に入力され、3 相電圧指令値  $V_{a\text{ref}}$ ,  $V_{b\text{ref}}$ ,  $V_{c\text{ref}}$  が算出される。モータ 108 を駆動するインバータ回路 211 が PWM 制御されている場合、各相電圧指令値  $V_{a\text{ref}}$ ,  $V_{b\text{ref}}$ ,  $V_{c\text{ref}}$  を入力として PWM 制御部 210 において各相 PWM 制御信号が出力され、インバータ 211 はこれら各相 PWM 制御信号によ  
って PWM 制御される。

10 以上が PVC 制御の基本的な動作である。なお、PVC 制御は電流指令値や検出電流を含め各相制御なので、モータの抵抗やインダクタンス等のパラメータが各相にバラツキがあっても、d/q 軸電流制御と異なり各相毎に独立して補償できる効果がある。

15 次に、電流指令値補正手段 10 の詳細について、第 5 図を参照して説明する。

電流指令値補正手段 10 は、ロータ位置  $\theta$  を入力として基本補正電流  $I_c$  を出力する基本補正電流算出手段 10a と、d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  を入力して係数  $K_d$  を出力する d 軸係数算出手段 10b と、基本補正電流  $I_c$  及び係数  $K_d$  を入力して乗算する乗算部 10c と、q 軸電流  
20 指令値  $I_{q\text{ref}}$  に乗算部 10 の出力 ( $K_d \cdot I_c$ ) を加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{q\text{c}}$  を出力する加算部 10d とで構成されている。基本補正電流算出手段 10a は、実測によってロータ位置  $\theta$  と基本補正電流  $I_c$  との関係をテーブル化しておく。即ち、ロータを一定の速度で回転させ、ロータ位置  $\theta$  によって発生するトルクリップルを打ち消す基本補正電流  $I_c$  を実測してテーブル化しておく。なお、この関係はモータの特性によって変化するので、使用するモータの種類毎に実測する必要が  
25

ある。

次に、d 軸係数算出手段 10b も同じように、実測によって d 軸電流指令値  $I_{d\ ref}$  の大きさと d 軸係数  $K_d$ との関係をテーブル化しておく。なお、第 5 図において、d 軸電流指令値  $I_{d\ ref}$  が 0 付近に不感帶がある例を示しているが、不感帶は本発明の必須条件ではなく、弱め界磁が明確に実行された場合にだけ補正をするように工夫したものである。

このような構成の電流指令値補正手段 10 を用いれば、RDC 回路 202 から出力されたロータ位置  $\theta$  を入力して基本補正電流算出手段 10a で、トルクリップルを打ち消す基本補正電流  $I_c$  が決定され、さらに弱め界磁電流の強さに比例して、即 d 軸電流指令値  $I_{d\ ref}$  によって決定される d 軸係数  $K_d$  を、乗算部 10c において基本補正電流  $I_c$  に乘じた補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) を、加算部 10d で q 軸電流指令値  $I_{q\ ref}$  に加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{q\ c}$  が算出される。この補正 q 軸電流指令値  $I_{q\ c}$  によって、ロータ位置  $\theta$  及び d 軸電流指令値の大きさに従って決定されるトルクリップルを抑制することができる。これによって、モータの振動、騒音を抑制することができる。

## [実施例 2]

上記実施例 1 が本発明の基本であるが、本実施例 2 は、実施例 1 にロータの角速度  $\omega$  の要素を加味して改良したものである。つまり、弱め界磁制御時に発生するトルクリップルは、ロータが高速回転するほど大きく発生することも知られている。よって、実施例 1 の補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) に、さらに角速度  $\omega$  によって補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) を調整するものである。

本実施例 2 について、第 6 図を参照して説明する。

電流指令値補正手段 10 は、ロータ位置  $\theta$  を入力して基本補正電流  $I_c$  を出力する基本補正電流算出手段 10a と、d 軸電流指令値  $I_{dref}$  を入力して係数  $K_d$  を出力する d 軸係数算出手段 10b と、基本補正電流  $I_c$  及び係数  $K_d$  を入力して乗算する乗算部 10c と、q 軸電流指令値  $I_{qref}$  に乗算部 10c の出力 ( $K_d \cdot I_c$ ) 及び角速度  $\omega$  を入力して係数  $K_w$  を算出する角速度係数算出手段 10e と、乗算部 10c の出力 ( $K_d \cdot I_c$ ) に係数  $K_w$  を乗ずる乗算部 10f と、乗算部 10f の出力 ( $K_w \cdot K_d \cdot I_c$ ) に q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{qc}$  を出力する加算部 10d とで構成されている。

角速度係数算出手段 10e が示す角速度  $\omega$  と係数  $K_w$ との関係は、実測によって決定される。この関係もモータの特性によって変化するものである。低速回転のときが 1 倍で、回転速度が高速になるほど 1 以上の値が係数として決定される。即ち、高速回転ほどトルクリップルが大きく発生するので、抑制するための補正電流も大きくする必要があるからである。

このように構成された電流指令値補正手段 10 では、実施例 1 で説明した乗算部 10c の出力である補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) に、さらに角速度係数算出手段 10e によって算出される角速度  $\omega$  によって決定される係数  $K_w$ を、乗算部 10f で乗算して補正電流 ( $K_w \cdot K_d \cdot I_c$ ) が算出され、q 軸電流指令値  $I_{qref}$  に加算部 10d で加算されて補正 q 軸電流指令値  $I_{qc}$  が算出されるようになっている。つまり、実施例 1 の補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) に、さらに角速度  $\omega$ によるトルクリップル増大を抑制する手段を講じている。これによって、モータの振動、騒音をさらに効果的に抑制することができる。

上述したように実施例 1 が本発明の基本であるが、本実施例 3 は、実施例 1 に q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  自身の要素を加味して改良したものである。つまり、弱め界磁制御時に発生するトルクリップルは、トルク指令値である q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  自身が大きくなるほどトルクリップルも大きく発生することが知られている。よって、実施例 1 の補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) に、さらに q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  によって補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) を調整するものである。

本実施例 3 について、第 7 図を参照して説明する。

電流指令値補正手段 10 は、ロータ位置  $\theta$  を入力して基本補正電流  $I_c$  を出力する基本補正電流算出手段 10a と、d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  を入力して係数  $K_d$  を出力する d 軸係数算出手段 10b と、基本補正電流  $I_c$  及び係数  $K_d$  を入力して乗算する乗算部 10c と、q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に乘算部 10c の出力 ( $K_d \cdot I_c$ ) 及び q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  を入力して係数  $K_q$  を算出する q 軸係数算出手段 10g と、乗算部 10c の出力 ( $K_d \cdot I_c$ ) に係数  $K_q$  を乗ずる乗算部 10f と、乗算部 10f の出力である補正電流 ( $K_q \cdot K_d \cdot I_c$ ) に q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  を加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{q\text{c}}$  を出力する加算部 10d とで構成されている。

q 軸係数算出手段 10g が示す q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  と係数  $K_q$  との関係は、実測によって決定される。この関係もモータの特性によつて変化するものである。q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  が大きくなるほど 1 以上の値が係数として決定される。

このように構成された電流指令値補正手段 10 では、実施例 1 で説明した乗算部 10c の出力である補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) に、さらに、q 軸係数算出手段 10g によって算出される q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  によって決定される係数  $K_q$  を、乗算部 10f で乗算して補正電流 ( $K_q \cdot$

$K_d \cdot I_c$ ) が算出され、 $q$  軸電流指令値  $I_{qref}$  に加算部 10d で加算されて補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  が算出されるようになっている。つまり、実施例 1 の補正電流 ( $K_d \cdot I_c$ ) に、さらに  $q$  軸電流指令値  $I_{qref}$  の大きさによるトルクリップル増大を抑制する手段を講じて 5 いる。これによって、モータの振動、騒音をさらに効果的に抑制することができる。

#### [実施例 4]

本発明は、上述した PVC 制御に適用できるだけでなく、従来のベクトル制御の電動パワーステアリング装置にも適用できる。第 8 図は、従来のベクトル制御に本発明を適用した制御ブロック図である。

従来技術の説明に用いた符号と同一番号の符号のものは同一の機能を有する。従来のベクトル制御と異なるところは、電流指令値算出部 204 と減算部 207-1との間に電流指令値補正手段 10 が配され、電流指令値算出部 204 で算出された  $q$  軸電流指令値  $I_{qref}$  が、まず電流指令値補正手段 10 に入力され、補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  として算出出力され、減算部 207-1 に入力されている点である。

このように構成されることによって、実施例 1, 2, 3 で説明したことと同じ効果が得られ、モータの振動、騒音が抑制される。

20

#### [実施例 5]

ところで、モータの逆起電圧波形は正弦波（1 次成分のみ）となるよう設計されるが、高調波成分もある程度は含まれてしまう。そして、デルタ結線式の 3 相ブラシレスモータでは、逆起電圧に含まれる 3 次高 25 調波によって 3 次の循環電流が発生し、この循環電流がトルクリップル（6 次成分）を発生させる。なお、スター（Y）結線式モータでは循環

路がないため、循環電流は流れない。

このような循環電流によって発生するトルクリップルも、上記実施例

と同様に実際に測定し補正することができる。第9図はその基本構成を

示しており、トルクリップルは電気角（ロータ位置） $\theta$ の関数になるた

め、q軸電流指令値 $I_{q\text{ref}}$ の符号（向き）を付された信号を符号化

手段10pで取得して乗算部10qで基本補正電流算出手段10aから

の基本補正電流 $I_c$ と乗算し、その乗算結果、つまり電気角 $\theta$ に応じた

補正值を加算器10dでq軸電流指令値 $I_{q\text{ref}}$ に加算している。補

正值の符号は電流指令値と同一であり、補正值は実験によって求めても

よいし、シミュレーションによって求めてもよい。

ここにおいて、デルタ結線式モータの循環電流は逆起電圧の高調波成

分によって流れ、逆起電圧は角速度 $\omega$ の関数（＝ $K_e \cdot \omega$ ）となる。従

って、循環電流の大きさ（振幅）は角速度 $\omega$ の関数になる。実験によっ

て求めた角速度 $\omega$ に関する補正係数を乗じると、循環電流の補正がより

適切に実行され、トルクリップルを低減することができる。図10はそ

の構成例を示しており、角速度 $\omega$ に係数算出手段10bで係数を乗算し、

乗算部10cで基本補正電流算出手段10aからの基本補正電流 $I_c$ に

乗算し、その乗算結果を更に乗算部10qにて符号化手段10pからの

信号と乗算している。なお、本実施例ではサンプリングの遅れを考慮し

て、角速度 $\omega$ を進角部11で進角させ、加算部12で電気角 $\theta$ を進角さ

せている。

本実施例5によれば、電気角 $\theta$ に応じた補正值が電流指令値に同じ向

きで加算されるので、角速度 $\omega$ の関数となっているデルタ結線式モータ

の循環電流に基づくトルクリップルを補正できる。また、実験によっ

て求めた角速度 $\omega$ に関する補正係数を乗ずることによって、循環電流の補

正がより適切に実行され、更に角速度 $\omega$ の進角を電気角 $\theta$ に加算するこ

とによって、データ処理上のサンプリングの遅れを補償できる。

なお、以上の説明では、フィードバック制御系を用いて電動パワーステアリング装置を制御した場合について説明したが、フィードフォワード制御系に本発明を適用しても同じ効果が得られることは言うまでもない。また、3相モータだけでなく、3以上の多相モータでも同じ効果を得ることができる。

以上説明したように、本発明を用いれば、電動パワーステアリング装置の制御において、弱め界磁制御を実行した場合に発生するトルクリップル、或いはデルタ結線式のモータの循環電流に基づくトルクリップルによるモータの振動、騒音を抑制できる。

本発明によれば、弱め界磁制御を実行した場合、発生するトルクリップルの波形は、モータの特性毎にロータ位置によって決まっているので、ロータ位置によってトルクリップルを打ち消す基本の補正電流を予め決定しておく。さらに、弱め界磁制御のd軸電流が大きいほどトルクリップルも大きくなるので、その決定された基本の補正電流にd軸電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ の大きさを乗じることによって大きさを調整した補正電流を、q軸電流指令値 $I_{q\text{ ref}}$ に加算した補正q軸電流指令値 $I_{q\text{ c}}$ に基いてモータを制御するので、トルクリップルが抑制される。よって、モータの振動、騒音を抑制できる効果が得られる。

また、本発明によれば、トルクリップルはロータの角速度 $\omega$ にも影響され、d軸電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ によって決定された補正電流に、さらに角速度の大きさを乗じた補正電流をq軸電流指令値 $I_{q\text{ ref}}$ に加算した補正q軸電流指令値 $I_{q\text{ c}}$ に基いてモータを制御するので、トルクリップルが抑制される。この結果、モータの振動、騒音を抑制できる。

また、トルクリップルは、q軸電流指令値 $I_{q\text{ ref}}$ の大きさによつても影響され、q軸電流指令値が大きいほどトルクリップルが大きくな

るので、上述したロータ位置と d 軸電流指令値によって決定された補正電流に、さらに q 軸電流指令値の大きさを乗じた補正電流を q 軸電流指令値に加算した補正 q 軸電流指令値  $I_{q,c}$  に基いてモータを制御するので、トルクリップルが抑制される。よって、モータの振動、騒音を抑制  
5 できる。

### 産業上の利用可能性

本発明によれば、弱め界磁制御を実行した場合に発生するトルクリップル、或いはデルタ結線式のモータの循環電流に基づくトルクリップル  
10 によるモータの振動、騒音を抑制できるので、自動車や車両の高性能な電動パワーステアリング装置を提供できる。

## 請求の範囲

1. 車両の操舵系に操舵補助力を付与するモータと、前記モータの出力トルクを制御する  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  及び前記モータの界磁を制御する  $d$  軸電流指令値  $I_{d\text{ ref}}$  を算出する電流指令値算出手段とを備えた電動パワーステアリング装置の制御装置において、前記モータのロータ位置  $\theta$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  を算出する電流指令値補正手段を備え、前記補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  に基いて前記モータを制御することを特徴とする電動パワーステアリング装置の制御装置。  
10
2. 前記電流指令値補正手段が、前記モータのロータ位置  $\theta$  及び前記ロータの角速度  $\omega$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  を算出する請求の範囲第1項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。  
15
3. 前記電流指令値補正手段が、前記モータのロータ位置  $\theta$  及び前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  を算出する請求の範囲第1項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。  
20
4. 前記電流指令値補正手段は、前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流  $I_c$  を前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  に加算して補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  を算出する請求の範囲第1項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。  
25

5. 前記電流指令値補正手段は、前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流値  $I_c$  に前記ロータの角速度  $\omega$  によって決定される係数  $K_w$  を乗じた補償電流値 ( $K_w \cdot K_d \cdot I_c$ ) を前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に加算して補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出する請求の範囲

5 第2項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

6. 前記電流指令値補正手段は、前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流  $I_c$  に前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  によって決定される係数  $K_q$  を乗じた補償電流値 ( $K_q \cdot K_d \cdot I_c$ ) を前記  $q$  軸電流

10 指令値  $I_{q\text{ref}}$  に加算して補正  $q$  軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出する請求の範囲第3項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

7. 前記電流指令値補正手段は、前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流  $I_c$  を出力する基本補正電流算出手段と、前記  $q$  軸電

15 流指令値  $I_{q\text{ref}}$  の符号を判定して出力する符号化手段と、前記基本補正電流  $I_c$  及び前記符号化手段からの信号を乗じて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に加算する第1乗算部とで成っている請求の範囲第1項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

20 8. 前記ロータの角速度  $\omega$  に基づいた係数  $K_w$  を算出する係数算出手段と、前記基本補正電流  $I_c$  に前記係数  $K_w$  を乗じた第2乗算部とを設け、前記第2乗算部の出力 ( $K_w \cdot I_c$ ) を前記第1乗算部に入力するようになっている請求の範囲第7項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

25

9. 前記角速度  $\omega$  を進角する進角部と、前記進角部で進角された角速度

を前記ロータ位置  $\theta$  に加算する加算手段とを設け、前記加算手段の出力を前記基本補正電流算出手段に入力するようになっている請求の範囲第 7 項又は第 8 項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

- 5 10. 車両の操舵系に操舵補助力を付与するモータと、前記モータの出力トルクを制御する  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  及び前記モータの界磁を制御する  $d$  軸電流指令値  $I_{d\text{ ref}}$  を算出する電流指令値算出手段とを備えた電動パワーステアリング装置の制御装置において、前記モータのロータ位置  $\theta$  及び前記  $d$  軸電流指令値  $I_{d\text{ ref}}$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  を算出する電流指令値補正手段を備え、前記補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  に基いて前記モータを制御することを特徴とする電動パワーステアリング装置の制御装置。
- 15 11. 前記電流指令値補正手段が、前記モータのロータ位置  $\theta$ 、前記  $d$  軸電流指令値  $I_{d\text{ ref}}$  及び前記ロータの角速度  $\omega$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  を算出する請求の範囲第 10 項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。
- 20 12. 前記電流指令値補正手段が、前記モータのロータ位置  $\theta$ 、前記  $d$  軸電流指令値  $I_{d\text{ ref}}$  及び前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  に基いて前記  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ ref}}$  を補正した補正  $q$  軸電流指令値  $I_{q\text{ c}}$  を算出する請求の範囲第 10 項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

25

13. 前記電流指令値補正手段は、前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定

された基本補正電流  $I_c$  に前記 d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  によって決定される係数  $K_d$  を乗じた補償電流値 ( $K_d \cdot I_c$ ) を前記 q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出する請求の範囲第 10 項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

5

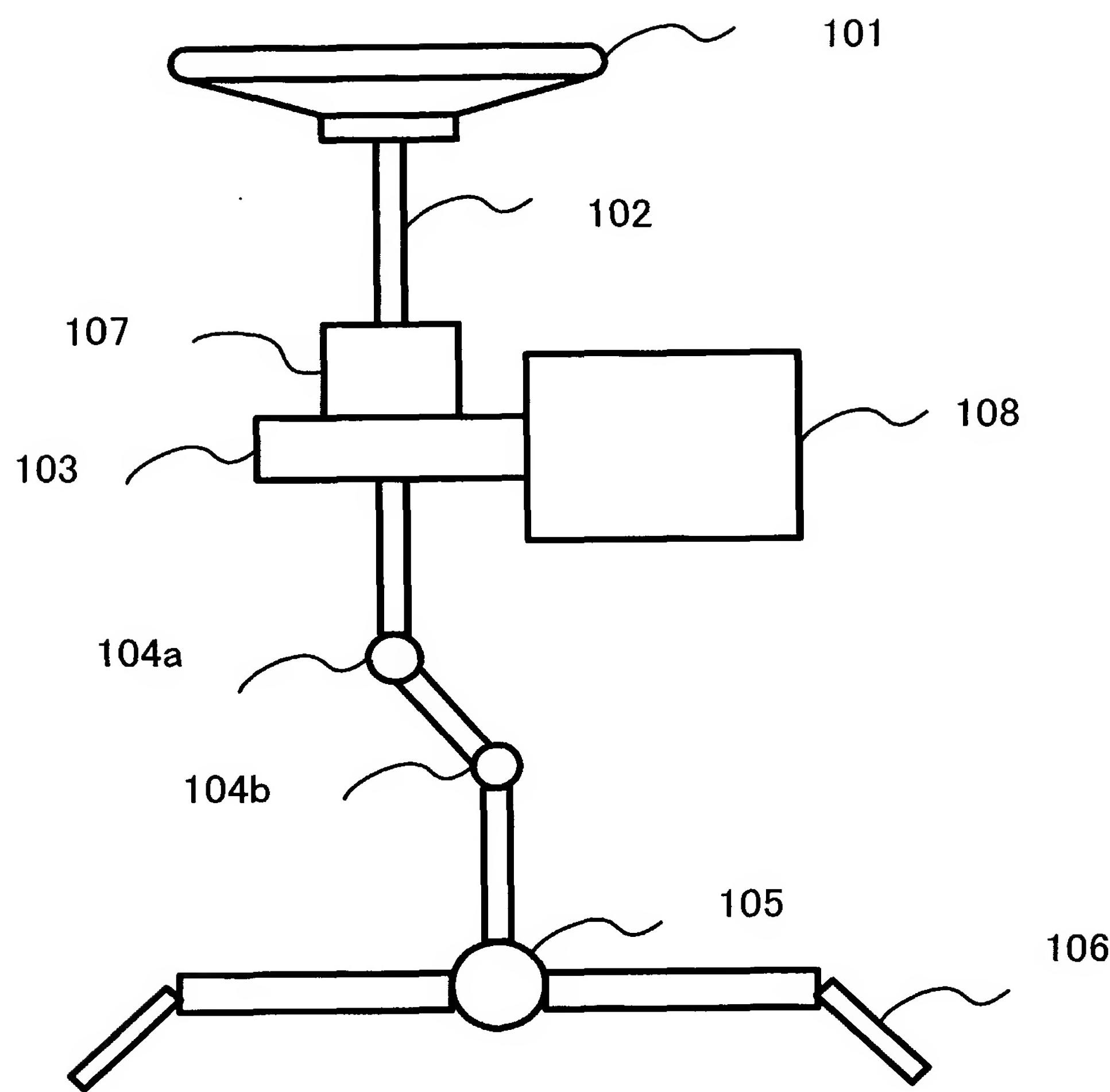
14. 前記電流指令値補正手段は、前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流  $I_c$  に前記 d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  によって決定される係数  $K_d$  を乗じた補償電流値 ( $K_d \cdot I_c$ ) に、前記ロータの角速度  $\omega$  によって決定される係数  $K_w$  を乗じた補償電流値 ( $K_w \cdot K_d \cdot I_c$ ) を前記 q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出する請求の範囲第 11 項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

10

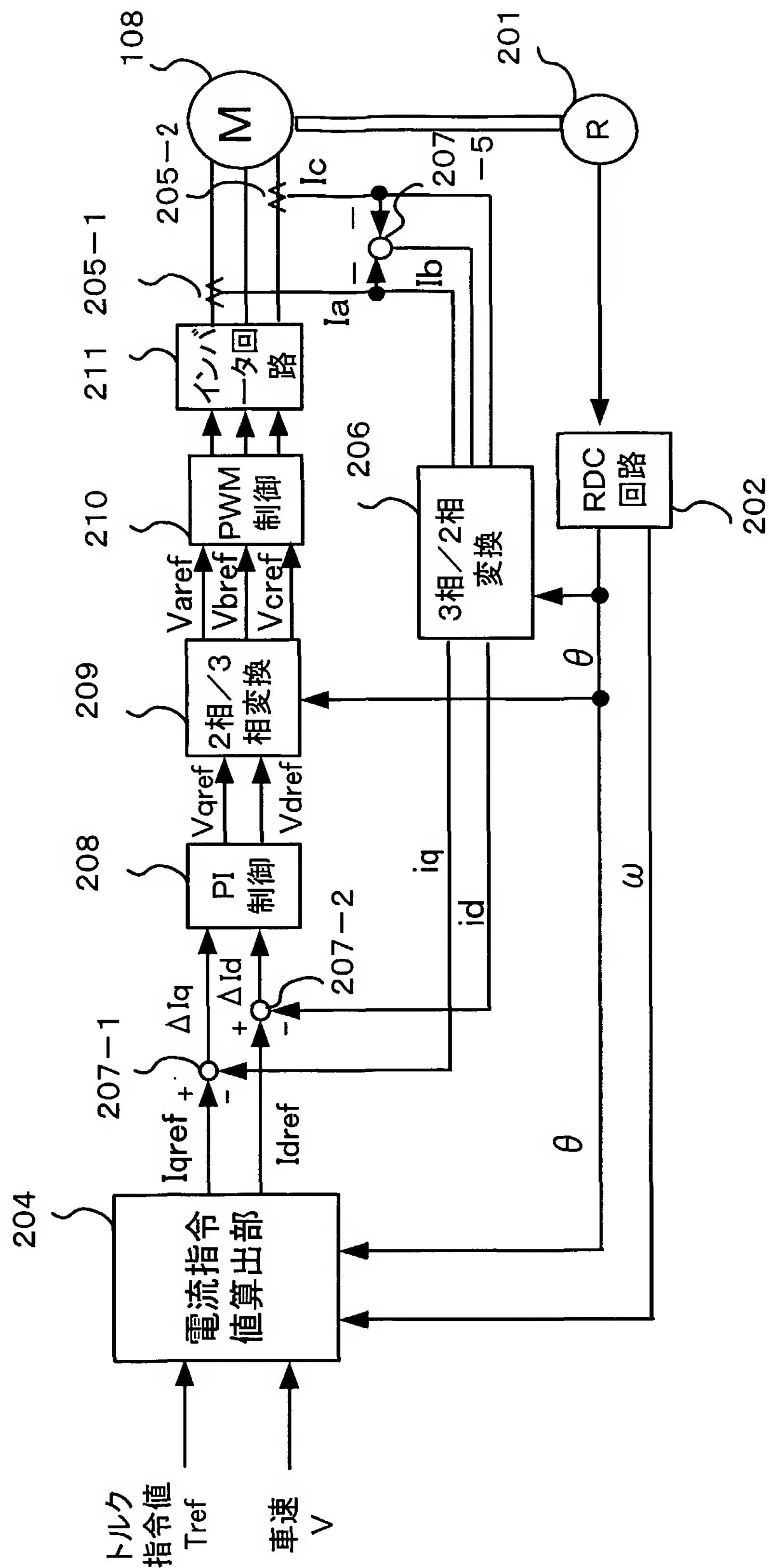
15. 前記電流指令値補正手段は、前記ロータ位置  $\theta$  によって予め決定された基本補正電流  $I_c$  に前記 d 軸電流指令値  $I_{d\text{ref}}$  によって決定される係数  $K_d$  を乗じた補償電流値 ( $K_d \cdot I_c$ ) に、前記 q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  によって決定される係数  $K_q$  を乗じた補償電流値 ( $K_q \cdot K_d \cdot I_c$ ) を前記 q 軸電流指令値  $I_{q\text{ref}}$  に加算して補正 q 軸電流指令値  $I_{qc}$  を算出する請求の範囲第 12 項に記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

20

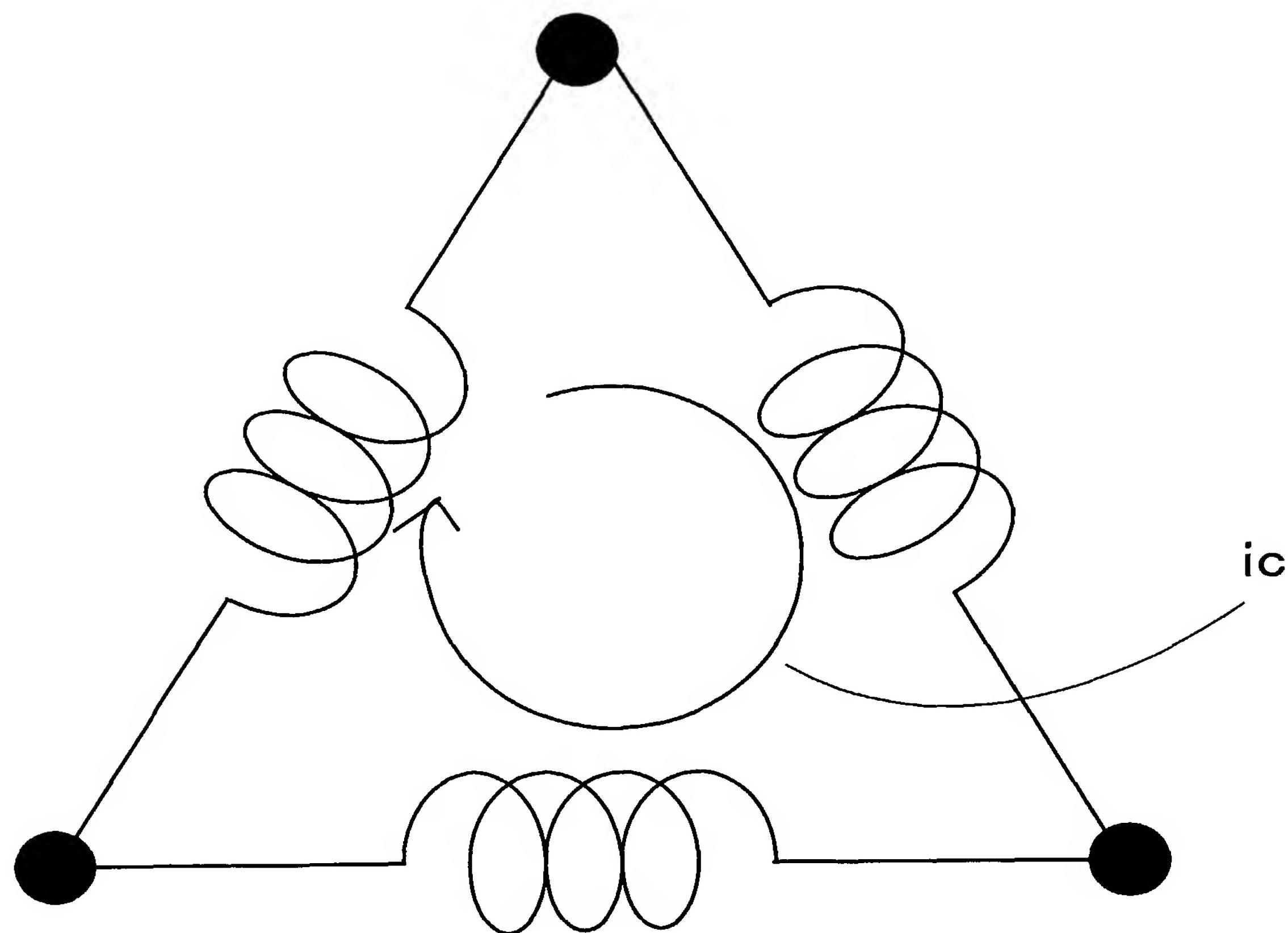
第1図



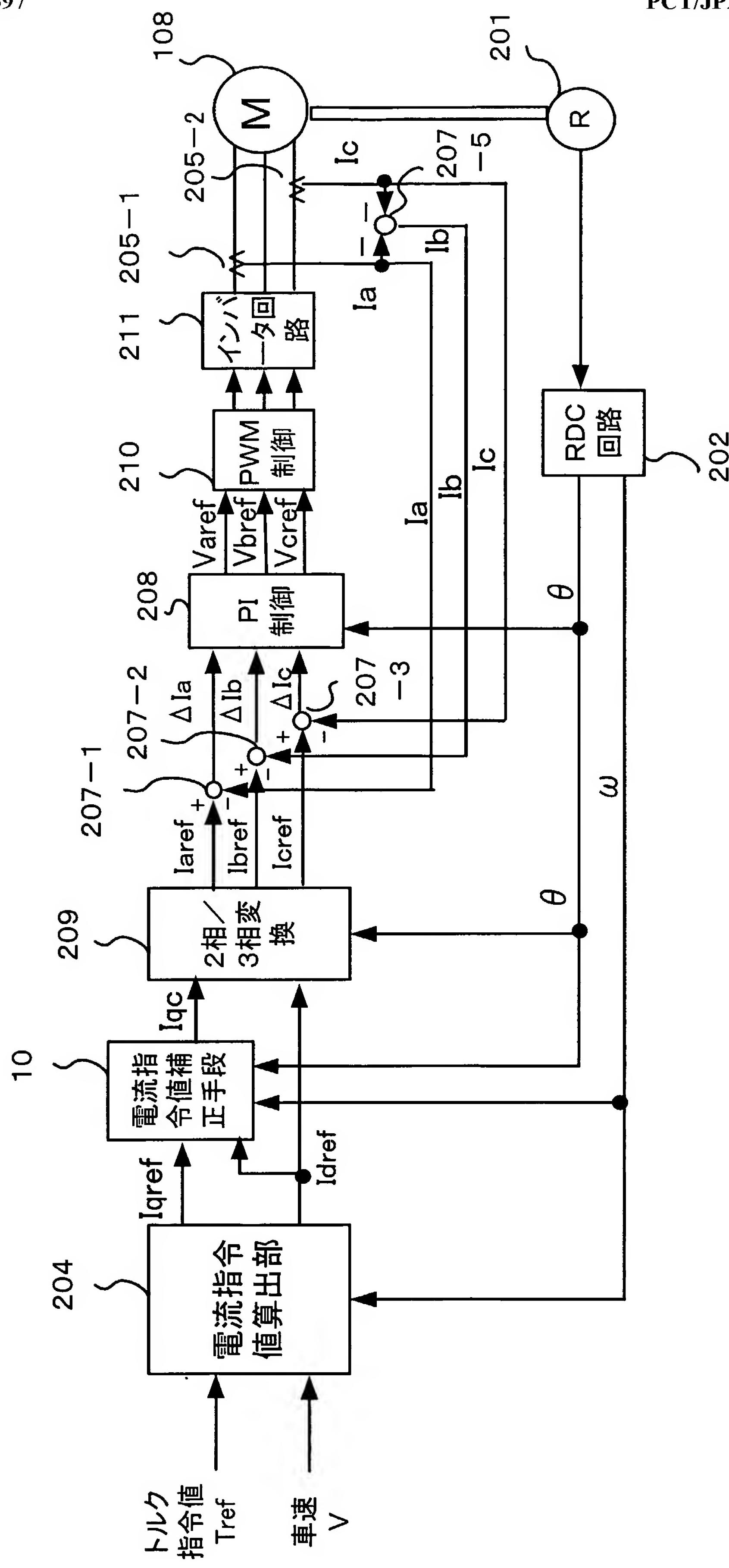
第二回



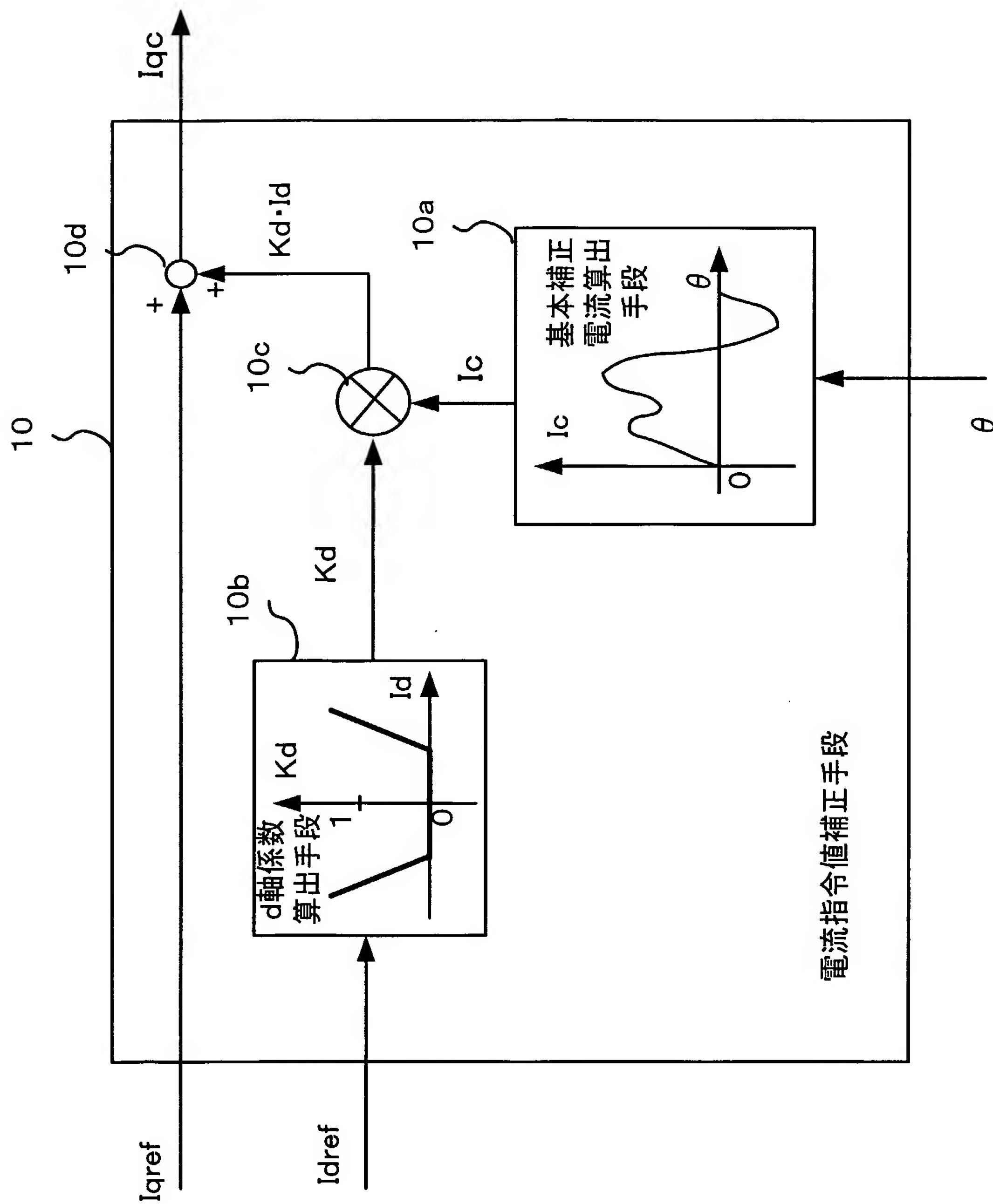
第3図



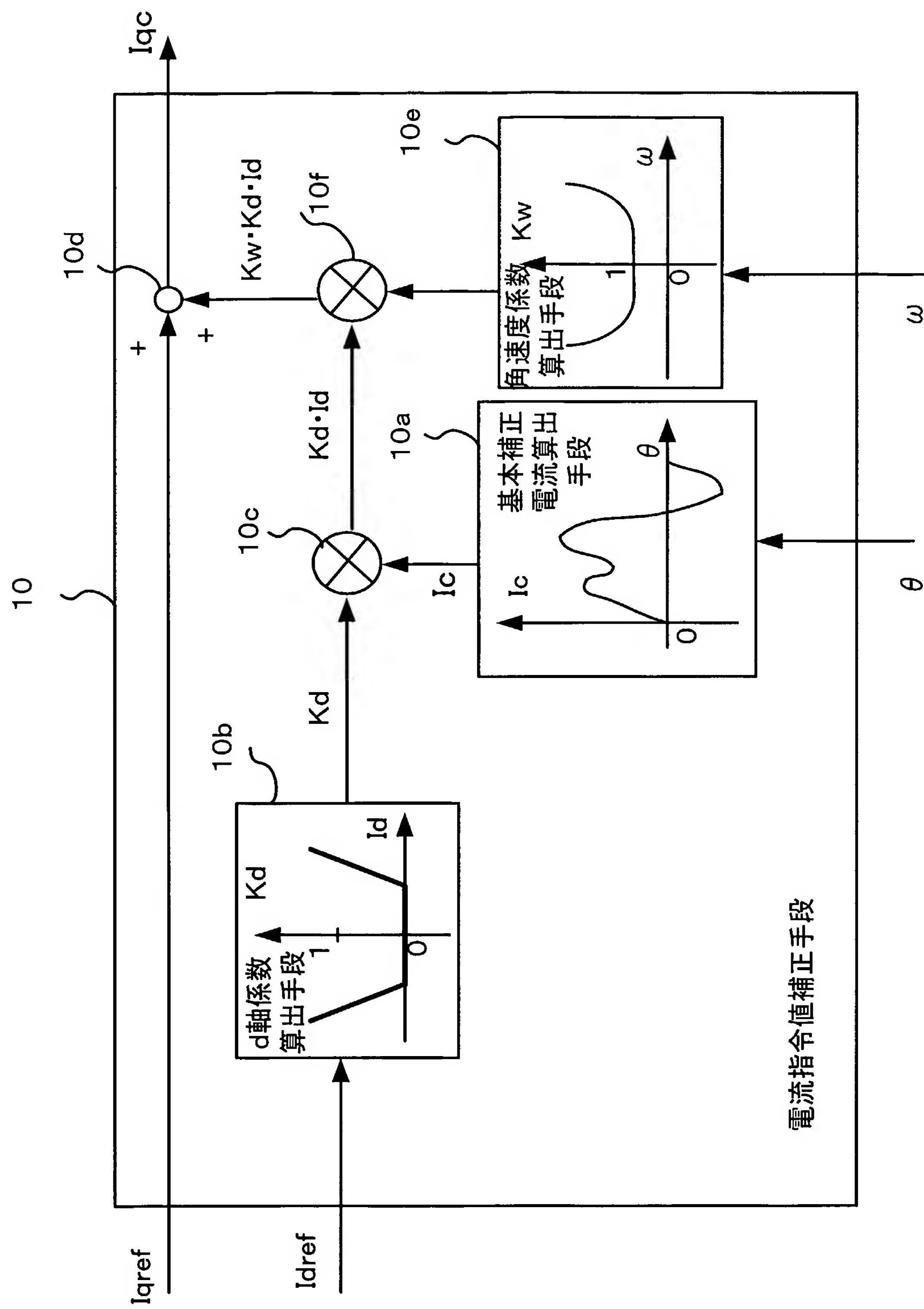
第4図



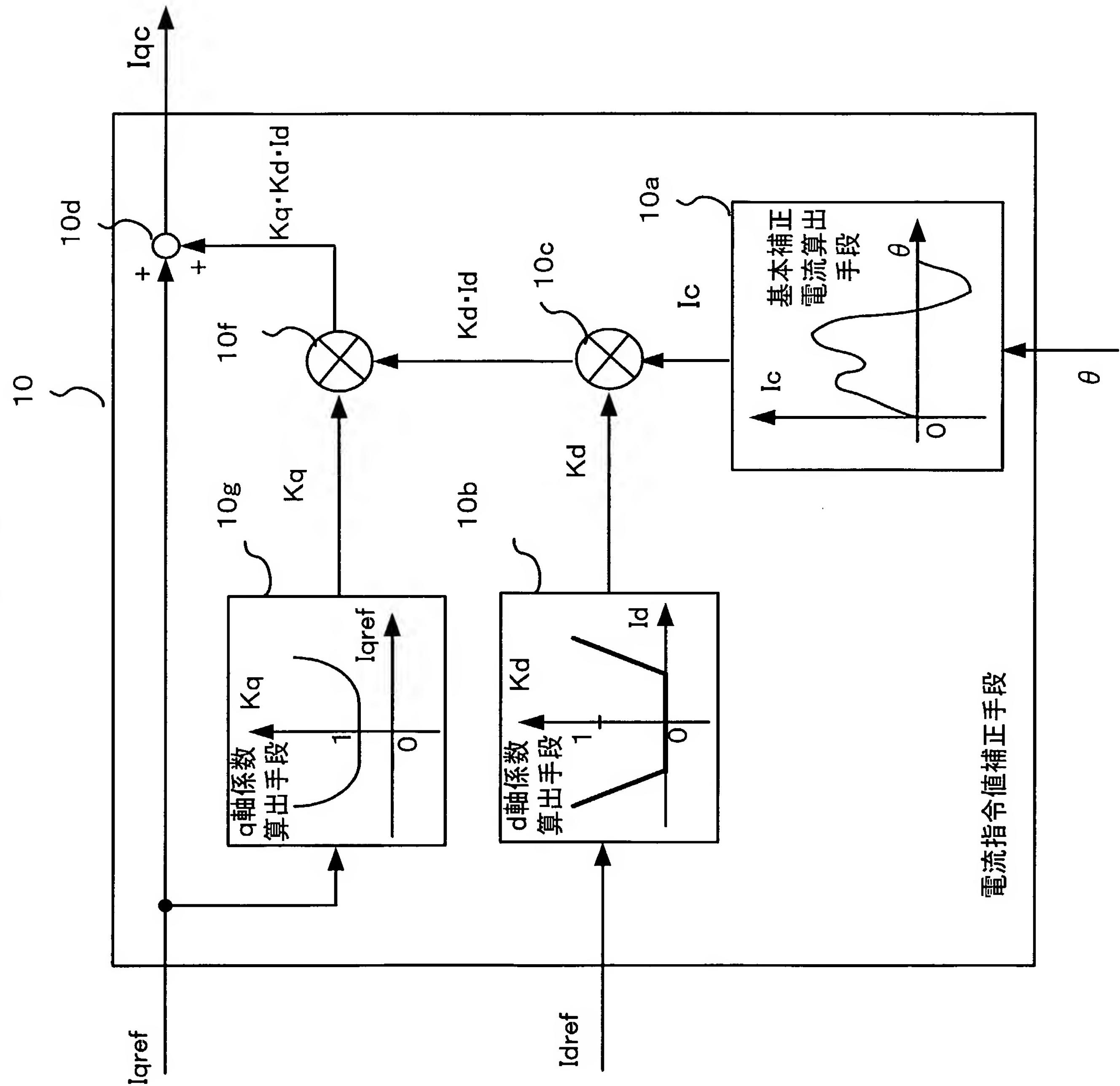
第5図



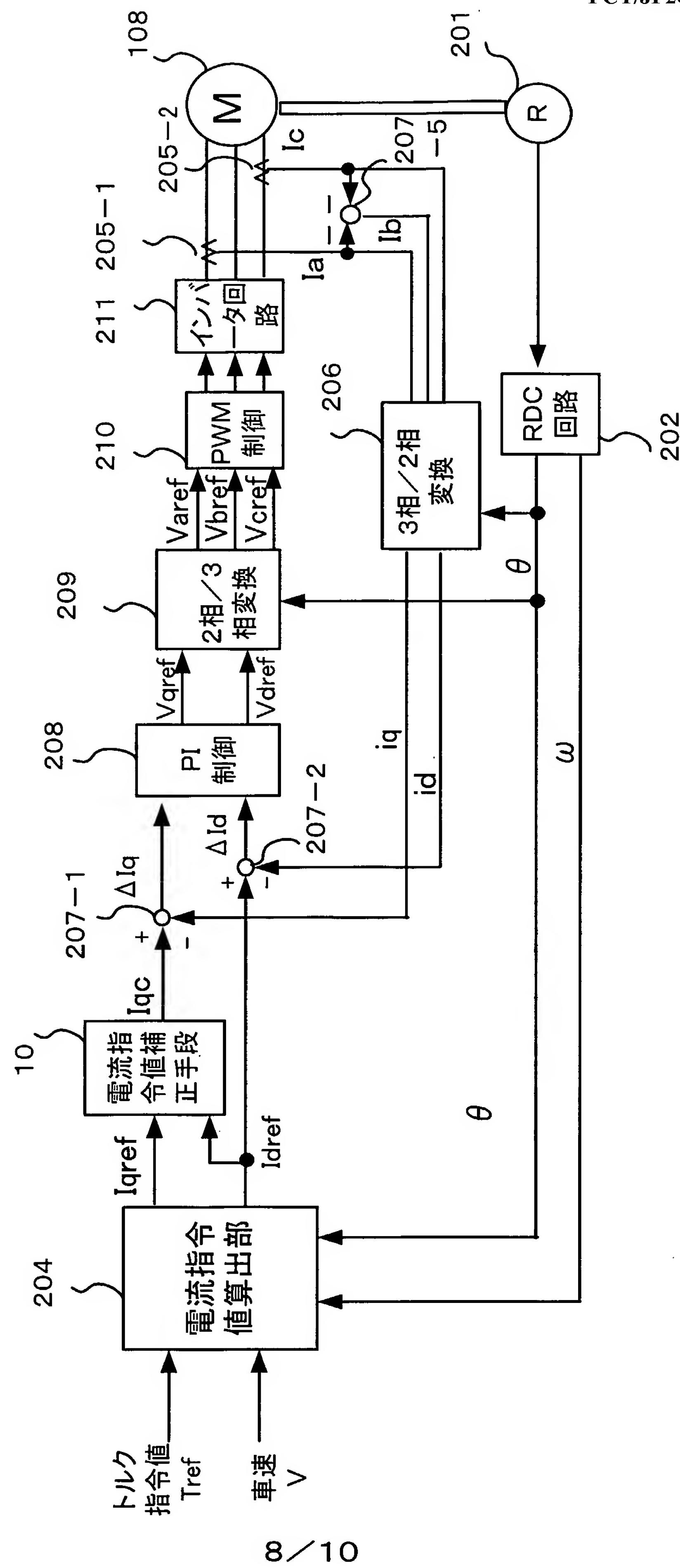
第6図



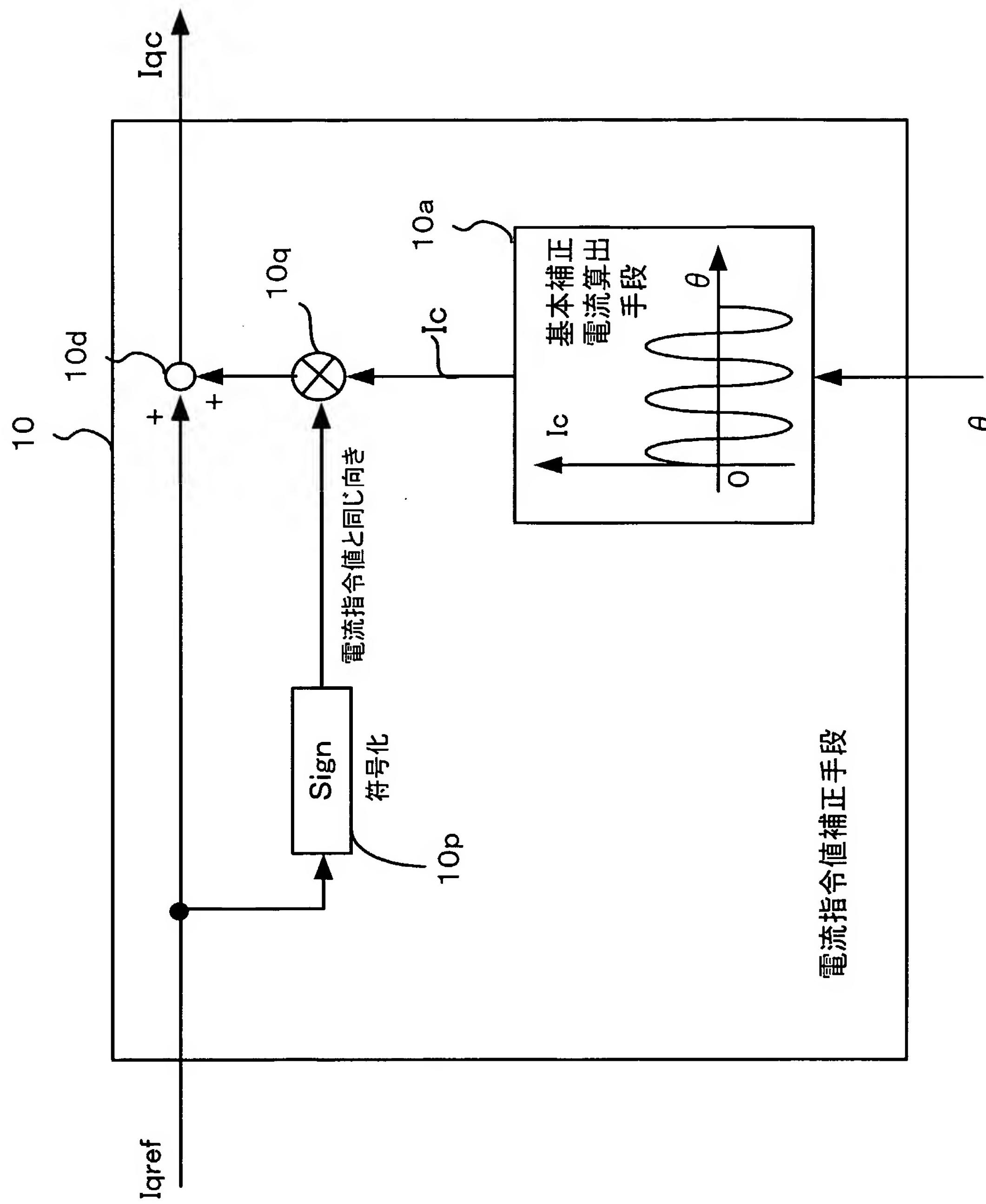
第7図



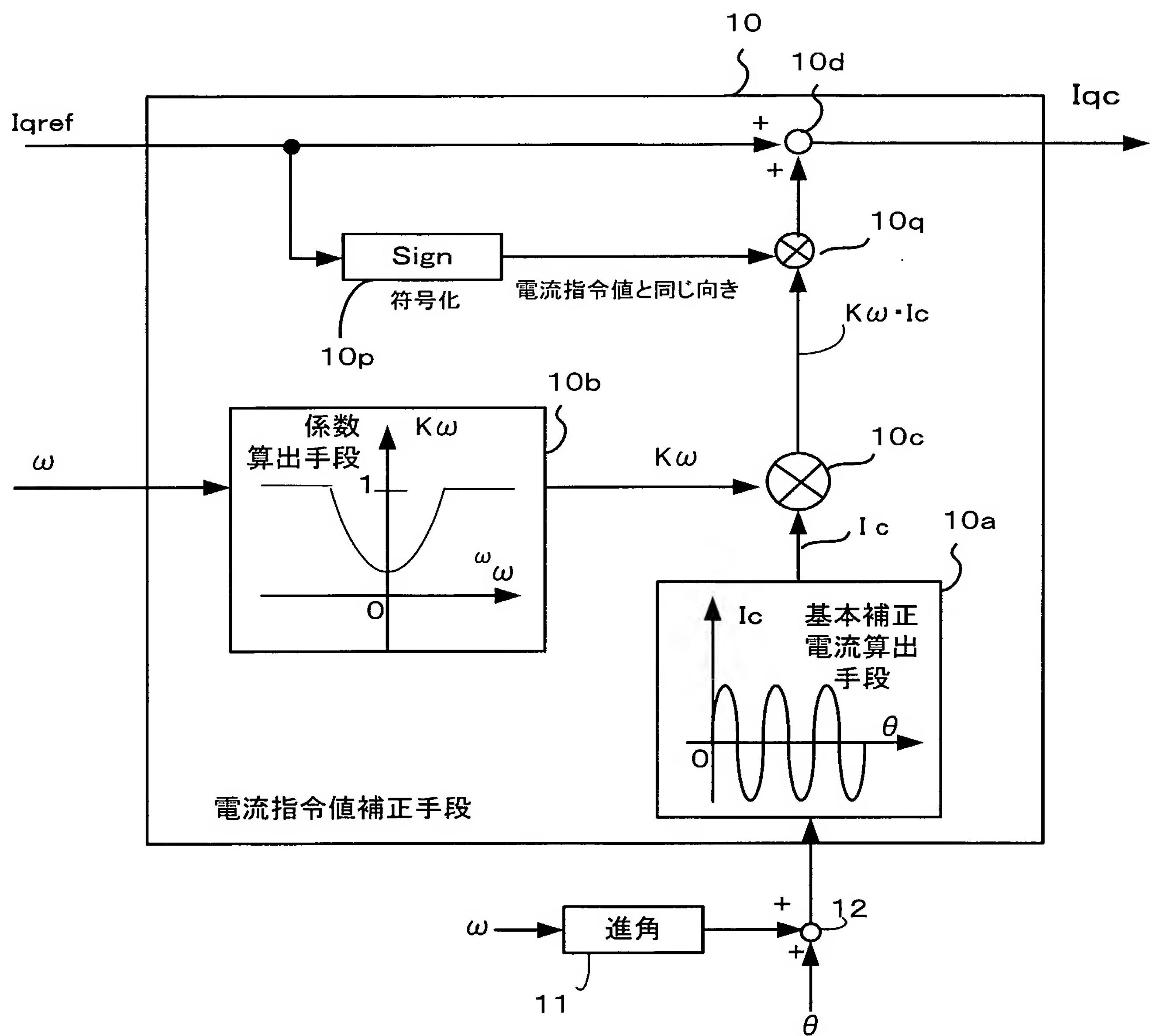
第8図



第9図



第10図



## **INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2005/003228

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int. Cl<sup>7</sup> H02P21/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H02P21/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2005

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2005 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

### C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2001-18822 A (Toyota Motor Corp.),	1-6
A	23 January, 2001 (23.01.01), All pages (Family: none)	7-15
Y	JP 2002-223582 A (Hitachi, Ltd.),	1-6
A	09 August, 2002 (09.08.02), All pages (Family: none)	7-15

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

**“A”** document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

**"L"** document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other

"Q" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

**"X"** document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

**“Y”** document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

**&** document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search 11 March, 2005 (11.03.05)	Date of mailing of the international search report 19 April, 2005 (19.04.05)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））  
Int. C17 H02P 21/00

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））  
Int. C17 H02P 21/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996  
日本国公開実用新案公報 1971-2005  
日本国登録実用新案公報 1994-2005  
日本国実用新案登録公報 1996-2005

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	J P 2001-18822 A (トヨタ自動車株式会社), 23. 01. 2001, 全頁 (ファミリーなし)	1-6 7-15
Y A	J P 2002-223582 A (株式会社日立製作所), 09. 08. 2002, 全頁 (ファミリーなし)	1-6 7-15

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリ

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）  
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

## の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 11. 03. 2005	国際調査報告の発送日 19. 4. 2005
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 郵便番号 100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官（権限のある職員） 三島木 英宏  電話番号 03-3581-1101 内線 3356